

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 04-082409  
(43)Date of publication of application : 16.03.1992

(51)Int.Cl. H03J 3/18  
H04B 1/18

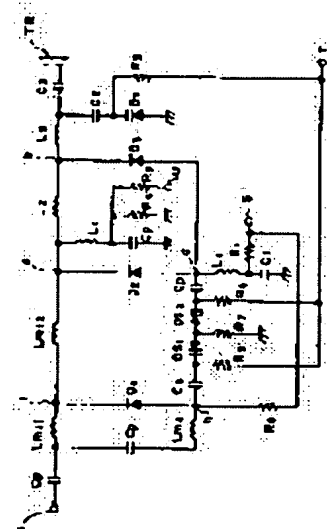
(21)Application number : 02-197521 (71)Applicant : SANYO ELECTRIC CO LTD  
(22)Date of filing : 25.07.1990 (72)Inventor : OHIRA AKITSUGU

### (54) TUNING CIRCUIT

#### (57)Abstract:

PURPOSE: To prevent an interference signal due to non-linear capacity by connecting two variable capacity diodes with reversed polarity in series, and making characteristic approach perfect linear capacity.

CONSTITUTION: When the two variable capacity diodes with reversed polarity are connected in series, capacity characteristic can be set equal to that of a capacitor of linear capacity. Therefore, diodes D1, D2, and D3 are de-energized when receiving a low band by using such configuration in a tuning circuit, and series resonance is performed by a coil Lm2 and the synthetic capacity of variable capacity diodes DS1 and DS2, and a resonance frequency is set at an image frequency band for a reception frequency, therefore, a function by performing tracking image trap is performed, which enables the generation of an unrequired signal to be reduced.



### LEGAL STATUS

[Date of request for examination]  
[Date of sending the examiner's decision of rejection]  
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]  
[Date of final disposal for application]  
[Patent number]  
[Date of registration]  
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]  
[Date of extinction of right]

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平4-82409

⑬ Int. Cl.<sup>5</sup>

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成4年(1992)3月16日

H 03 J 3/18  
H 04 B 1/18

D  
H

7240-5K  
7189-5K  
7189-5K

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全9頁)

⑮ 発明の名称 同調回路

⑯ 特 願 平2-197521

⑰ 出 願 平2(1990)7月25日

⑱ 発 明 者 大 平 晃 嗣 大阪府守口市京阪本通2丁目18番地 三洋電機株式会社内  
⑲ 出 願 人 三 洋 電 機 株 式 有 限 公 司 大阪府守口市京阪本通2丁目18番地  
⑳ 代 理 人 弁 理 士 西 野 卓 嗣 外2名

明 細 書

1. 発明の名称 同 調 回 路

2. 特許請求の範囲

(1) 可変容量ダイオード(DS1)(DS2)を用いたチューナの同調回路に於いて、2個の可変容量ダイオード(DS1)(DS2)の極性が互いに逆極性となるように直列に接続したことを特徴とする同調回路。

(2) チューニング電圧により容量値が可変される可変容量ダイオードを備えた同調回路に於いて、2個の可変容量ダイオード(DS1)(DS2)を逆極性で直列に接続せしめて、前記チューニング電圧により同時に容量値を制御することを特徴とする同調回路。

3. 発明の詳細な説明

(イ) 産業上の利用分野

本発明は同調回路に関する。特に、テレビジョン受像機のVHFチューナの同調回路に関する。

(ロ) 従来の技術

VHFチューナに於いて、VHFローバンド

(低バンド、1～3チャンネル)のチャンネル(中心周波数 $f_1$ )を受信している場合、該チャンネルの中心周波数( $f_1$ )に対してチューナの局部発振周波数( $f_0$ )は $f_0 - f_1 = 56.5\text{MHz}$ (中間周波数)を満足する値に設定され、その結果所望の信号の中間周波数信号がテレビジョン受像機の映像中間周波回路に供給される。

この時、VHFハイバンド(高バンド、4～12チャンネル)内の放送チャンネル信号のうち、前記局部発振周波数( $f_0$ )よりも中間周波数(56.5MHz)だけ高い信号( $f_0 = 56.5\text{MHz} + f_0$ )が、入力同調回路を通して周波数変換回路に供給されると該高バンドのチャンネルの信号にもとづく中間周波信号も前記映像中間周波数回路に与えられることになる。つまり、この高バンドの周波数信号による妨害が生じる。

この妨害は、イメージ妨害と呼ばれ、具体的には、チャンネルにより、1～6ビート、2～8ビート、3～10ビートと呼ばれるものであり、1CH～3CH受信時に6CH～12CHの信号

が与える妨害である。例えば、1-6ビートの場合、1CH受信時の局部発振周波数から6CHの映像搬送波と1CHの映像搬送波との差を引いたものが略中間周波数の値となり、この中間周波数が妨害信号となる。従って、上記周波数(f)に相当する高チャンネル放送の信号を入力同調回路においてトラップするようにしなければならない。

そこで、従来においては、例えば特公昭54-38012号公報[96(7)C]に記載されている如きチューナ回路で妨害対策を行っていた。

第6図はそのような従来のVHFチューナの要部回路図を示している。

第6図において、(1)はアンテナ入力回路(図示せず)が接続される入力端子である。

(Lm1)は第1マッチングコイル、(Lm2)は第2マッチングコイル、(L1)(L2)は夫々低バンド用同調コイル、(L3)(L4)は夫々高バンド用同調コイルである。

(DV)は可変容量ダイオード、(D2)はバンド切換

え用スイッチングダイオード、(R2)は選局用同調電圧供給用抵抗、(R3)(R4)は低バンド受信時にスイッチングダイオード(D2)に逆バイアスを与えるための抵抗、(R1)は高バンド受信時にスイッチングダイオード(D2)に順方向バイアスを与えるための抵抗である。

(C2)(CP)(C3)は直流阻止コンデンサ、(C1)は高周波接地用コンデンサ、(Ct1)(Ct2)はマッチング回路を構成するコンデンサである。

(T)は選局用同調電圧供給端子、(S)(U)は第1、第2バンド切換え電圧供給端子、(TR)は高周波増幅用トランジスタである。

斯かる第6図のチューナ回路において、低バンド受信時には第1バンド切換え電圧供給端子(S)が開放され、第2バンド切換え電圧供給端子(U)に正電圧が印加されるので、スイッチングダイオード(D2)は非導通となり、このときの等価回路は第7図(イ)の如くなる。

尚、コンデンサ(C1)は、コンデンサ(Ct2)に比べて大きな値となっているので、トラップ周波数

にはほとんど影響は与えない。

一方、高バンド受信時には第1バンド切換え電圧供給端子(S)に正電圧が印加され、第2バンド切換え電圧供給端子(U)が開放されるのでスイッチングダイオード(D2)が導通し、このときの等価回路は第7図(ロ)の如くなる。

そして、第7図(イ)の低バンド受信時は第1マッチングコイル(Lm1)とコンデンサ(Ct1)の並列回路と、第2のマッチングコイル(Lm2)とコンデンサ(Ct2)と高バンド用コイル(L4)よりなる直列回路とが夫々イメージ妨害周波数のトラップ回路になるようにしている。

しかしながら、このような2つの固定トラップを最適値に選んだとしても、1CH-3CH受信時のイメージ妨害比及び1-6ビート、2-8ビート、3-10ビート当のビート妨害の全てを満足な値まで除去することは困難である。

このため、トラップ周波数を可変する電子同調チューナが特開平1-162430号公報(H04B1/18)で提案されている。

この従来例を第8図乃至第11図を参照しつつ、説明する。

第8図はVHFチューナの要部回路図を示しており、第6図と同一部分には同一符号を付してその説明は省略する。第6図の回路と異なるところは、第1マッチングコイル(Lm1)と並列接続されるコンデンサ(Ct1)はなく、コンデンサ(Ct2)の代わりに可変容量ダイオード(DV')と補正容量(CV)の並列回路(2)と直流阻止コンデンサ(C'P)が第2マッチングコイル(Lm2)と直列に接続されており、選局用同調電圧供給端子(T)を選局電圧供給用抵抗(R5)を介して前記並列回路(2)と直流阻止コンデンサ(C'P)との接続点に接続している点である。

斯かる第8図のチューナ回路において、高バンド受信時は第1バンド切換え電圧供給端子(S)に正電圧が印加され、第2バンド切換え電圧供給端子(U)が開放となる。よって、スイッチングダイオード(D2)は導通し、且つコイル(L1)(L2)がコイル(L3)(L4)の値に比較して大きく選ばれているか

ら、このときの等価回路は第9図(イ)に示すようになる。この第9図(イ)において、 $(CV')$ は可変容量ダイオード $(DV')$ と補正容量 $(CV)$ との合成容量からなる可変容量を示している。つまり、高バンド受信時においては端子(1)と入力同調回路との間に第2マッチングコイル $(Lm2)$ と可変容量 $(CV')$ との直列共振回路が入ることになり、この直列共振回路の共振点は高バンドにおいて、端子(T)から与えられる各チャンネルの選局用同調電圧の増加に応じて第10図の矢印の如く移動する。

第10図において、実線の曲線は高バンド内の最低チャンネル受信時の直列共振状態を示し、破線の曲線は高バンド内の最高チャンネル受信時の直列共振状態を示している。このように高バンド内の受信チャンネル周波数に上記直列共振回路の共振点が一致するようにしているので、共振点でのインピーダンスが最少となって当該受信チャンネルでのインピーダンス整合が良好となり、この共振点以外の周波数の信号に対してはインピーダ

ンスが大きくなるので、不所望な妨害波の影響を受けにくくなる。

次に、低バンド受信時は第1バンド切換え電圧供給端子(S)が開放され、第2バンド切換え電圧供給端子(U)に正電圧が供給されるので、スイッチングダイオード $(D2)$ は非導通となり、このときの等価回路は第9図(ロ)に示すようになる。

すなわち、低バンド受信時は第9図(ロ)に示す如く、入力端子(1)とアース間に、第2マッチングコイル $(Lm2)$ と可変容量 $(CV')$ とコイル $(L4)$ とからなる直列トラップ回路が構成される。このトラップ回路のトラップ周波数は、選局用同調電圧供給端子(T)から与えられる同調電圧が可変容量ダイオードに逆バイアス電圧として与えられることにより、同調電圧に応じて変化する。よって、低バンド内の各チャンネル受信時に、この各チャンネルに対するイメージ周波数及び妨害となる高バンド放送チャンネル周波数にトラップ周波数を合致させて妨害信号を排除するようにしている。

第11図は上記第2マッチングコイル $(Lm2)$ 、

可変容量 $(CV')$ 及びコイル $(L4)$ からなるトラップ回路の特性を示しており、例えば低バンド内の低チャンネル受信時として1CHを受信しているとすると実線で示す曲線の特性となり、不所望な6CHの信号を減衰せしめることができる。また低バンド内の高チャンネル受信時として3CHを受信しているとすると破線で示す曲線特性となり、不所望な10CHの信号を減衰せしめることができる。同様に2CH受信時には8CHの妨害を受けることがなくなる。従って、1-6ビート、2-8ビート、3-10ビートと呼ばれるビート妨害を好適に除去できる。

また、低バンドの1、2、3CHのそれぞれに対応するイメージ周波数も高バンドの6、8、10CHの夫々のチャンネル周波数の近傍にあるのでイメージ周波数も充分に減衰できる。

(ハ) 発明が解決しようとする課題

ところで、周知の如く、可変容量ダイオード(バラクタダイオード)は、非線型容量特性を備えている。このため、アンテナ端子より信号 $f_A$

(MHz)、 $f_B$ (MHz)が入来すると、バラクタダイオードの非線型容量が原因で $(f_A - f_B)$  MHz、 $(f_A + f_B)$  MHz等のミキシングされた信号が作り出される。

この時 $(f_A - f_B)$  MHzの信号が希望受信周波数 $f_1$ (MHz)の近辺に存在すると画面にビート症状が現れ $(f_A - f_B)$  MHzが妨害信号となる。

この妨害は、 $f_A$ 、 $f_B$ 、 $f_1$ (MHz)の信号が同じ電界強度の場合は余り問題にはならないが、希望受信信号 $f_1$ (MHz)電界強度が弱く妨害信号を作り出す $f_A$ 、 $f_B$ (MHz)信号の電界強度が強い場合もあり、この条件のもとでは画面にビート症状が現れる。

従来は、この妨害を抑圧する事は困難であった。

(ニ) 課題を解決するための手段

本発明は、可変容量ダイオード $(DS1)$  $(DS2)$ を用いたチューナの同調回路に於いて、2個の可変容量ダイオード $(DS1)$  $(DS2)$ の極性が互いに逆極性となるように直列に接続したことを特徴とする。

又、本発明では、チューニング電圧により容量値が可変される可変容量ダイオードを備えた同調回路に於いて、2個の可変容量ダイオード(DS1)(DS2)を逆極性で直列に接続せしめて、前記チューニング電圧により同時に容量値を制御する。

#### (ホ) 作 用

本願の課題は、可変容量ダイオードの非線型容量にて起因しており、可変容量ダイオードの特性を完全な線型容量(コンデンサ)に近づければ上記課題は解決できる。

そこで、第3図のイーニを参照しつつ、このイーニの場合についてチューナの妨害比を比較する。

イ、可変容量ダイオード(DV')1個の場合(第3図イ参照)。

ロ、コンデンサ(C<sub>0</sub>)1個の場合(第3図II参照)。

ハ、可変容量ダイオード(DS1)(DS2)2個が極性同方向直列接続の場合(第3図ハ参照)。

ニ、可変容量ダイオード(DS1)(DS2)2個が極性

逆方向直列接続の場合(第3図ニ参照)。

尚、説明を単純にするために、(イ)の可変容量ダイオード(DV')の容量と、(ロ)のコンデンサの容量と同じであるとする。又、可変容量ダイオード(DS1)(DS2)の容量は、同一で且つ、この容量は、可変容量ダイオード(DV')の容量の2倍とする。そして、以下の条件とする。

$f_A$ 信号; Undesire信号 48.25MHz (95dB $\mu$ )

$f_B$ 信号; Undesire信号 182.25MHz (70dB $\mu$ )

$f_A - f_B$ ; 作り出される Undesire信号 134MHz

$f_1$ 信号; Desire信号 133.25MHz (70dB $\mu$ )

またバラクタダイオードの逆方向印加電圧を1.6V(チューニング電圧)とする。

結果は、以下の通りとなった。

(イ)の時 妨害比 5.3dB

(ロ)の時 妨害比 6.6dB

(ハ)の時 妨害比 5.5dB

(同極性)

(ニ)の時 6.6dB

(逆極性)

前記データの示す如く可変容量ダイオードを2個逆極性直列接続の場合は、コンデンサの場合と妨害比が等しく又、可変容量ダイオードを2個同極性直列接続の場合は可変容量ダイオード1個の場合より少しだけ良い。

実験上で、可変容量ダイオードを2個逆極性直列接続の場合の有利性が実証された。

このことに付いて簡単に述べる。

第3図(イ)及び第4図(イ)の如く、可変容量ダイオード(DV')1個に直流電圧( $V_0$ )の逆方向バイアスが印加されている場合の可変容量ダイオードの容量を( $C_0$ )とする。

この時、ダイオードの両端に交流電圧 $\Delta V_m \sin \omega t$ が印加されると可変容量ダイオードの容量は第5図(イ)の如く、 $C_0 - \Delta C \sim C_0 + \Delta C$ の間で変動する。

第3図(ロ)の如く、コンデンサ1個の場合では容量は $C_0$ で一定値である。

第3図(ハ)、第4図(ハ)では、バラクタダイオードを2個同極性直列接続とし、それぞれのバ

ラクタダイオードは直流電圧 $V_0$ の逆方向バイアスが印加されている。

(C<sub>0</sub>)はバイパスコンデンサなので $2C_0$ に比べインピーダンスは非常に小さいので無視して考える。

この時の、可変容量ダイオード1個の容量を $2C_0$ とする。

そこに交流電圧 $V_m \sin \omega t$ が印加されるとバラクタダイオード1個の容量は第5図(ハ)の $2C_0 - \Delta C \sim 2C_0 + \Delta C$ の間で変動し可変容量ダイオード2個の合成容量は、(可変容量ダイオード1個に印加される交流電圧は $V_m/2 \sin \omega t$ となる。)

$\{(2C_0 \pm \Delta C)(2C_0 \pm \Delta C)\} / (2(2C_0 \pm \Delta C)) = C_0 \pm \Delta C/2$ となるので $C_0 - \Delta C/2 \sim C_0 + \Delta C/2$ の間で変動する。

第3図(ニ)、第4図(ニ)では、可変容量ダイオードを2個逆極性直列接続し、それぞれの可変容量ダイオードを直流電圧 $V_0$ の逆方向バイアスが印加されている。

この時の可変容量ダイオード1個の容量は $2C_0$ である。

この状態では、第5図の(ニ)及び(ニ')の如く直流バイアスの電圧印加方向がダイオード(DS1)、(DS2)に於いて逆となるため、ダイオード(PS1)の容量は増加し、ダイオード(DS2)の容量は減少の方向となる。

そこに交流電圧  $V_m \sin \omega t$  が印加されると、それぞれの可変容量ダイオードの容量は  $2C_0 \pm \Delta C$ 、 $2C_0 \pm \Delta C$ 、となり可変容量ダイオード2個の合成容量は次式となる。

$$\{(2C_0 \pm \Delta C)(2C_0 \mp \Delta C)\} / \{(2C_0 \pm \Delta C)(2C_0 \mp \Delta C)\}$$

$$= C_0 - (\Delta C)^2 / 4C_0$$

$$= C_0 \{1 - (\Delta C / (2C_0))^2\} \approx C_0$$

尚、ここで  $2C_0 \gg \Delta C$  である為  $(\Delta C / (2C_0))^2 \ll 1$  である。

従って、可変容量ダイオードを2個逆極性直列接続の場合は、DS1とDS2の合成容量がほぼ一定値と考えることができるため非線型容量が線型容量に近づく。

#### (へ) 実施例

第1図乃至第2図を参照しつつ、本発明の一実

百pF～10000pF程度である。

この第1図の回路では、高周波増幅トランジスタ(TR)の入力電極と、アース間に同調用可変容量ダイオード(DV)とインダクタンスコイル(L1)(L2)(L3)(L4)を並列に接続している。

このインダクタンスコイル(L1)(L2)(L3)(L4)は、直列接続された3つのコイル(L1)(L2)(L3)と、コイル(L2)(L3)の接続の中点(b)とアース間に挿入された高バンド用コイル(L4)とからなる。

中点(b)とコイル(L4)の間に挿入された高周波用スイッチングダイオード(D3)と、コイル(L1)とコイル(L2)の接続の中点(a)とダイオード(D3)とコイル(L4)の接続の中点(d)との間に挿入された高周波スイッチングダイオード(D2)は、電圧供給端子(S)により、オン/オフ制御される。

この入力同調回路のコイル(L1)(L2)の接続の中点(a)と入力端子(1)との間にマッチングコイル(Lm11)(Lm12)が挿入されている。

高バンド用コイル(L4)とダイオード(D2)の接続中点(d)と入力端子(1)との間に、可変容量ダイ

施例を説明する。

(Lm11)(Lm12)は低バンド用マッチングコイル、(L1)(L2)は低バンド用同調コイル、(Lm2)は高バンド用マッチングコイル、(L3)(L4)は高バンド用同調コイルである。

(D1)(D2)(D3)は高周波用スイッチングダイオード、(TR)は高周波増幅用トランジスタ、(C2)(C3)(C5)は直流阻止コンデンサである。

(R2)(R5)(R5')は送局電圧供給用の抵抗である。(R6)(R1)は、高バンド受信時にダイオード(D1)(D2)(D3)に順方向バイアスを与えるための抵抗である。(R3)(R4)は、低バンド受信時にダイオード(D1)(D2)(D3)に逆方向バイアスを与えるための抵抗である。尚、この抵抗(R3)はダイオード(D1)(D2)(D3)の帰路抵抗も兼ねる。(R7)は可変容量ダイオード(DS1)(DS2)のアノードを0V電位に保つための抵抗(数十KΩ)である。

(CP)(CP)は1000pF～10000pF程度の直流阻止用コンデンサ、(C1)は高周波接地用コンデンサである。尚、コンデンサ(C1)(C2)の容量は数

オード(DS1)(DS2)の直列回路を挿入している。マッチングコイル(Lm2)と、直流阻止用コンデンサ(C5)の接続中点(h)と、マッチングコイル(Lm11)(Lm12)の接続中点(i)との間に高周波用スイッチングダイオード(D1)を挿入している。

この回路の動作を説明する。

高バンド受信時には、端子(S)に正の直流電圧が印加され、スイッチングダイオード(D1)、(D2)、(D3)が導通し且つともにコイル(L1)、(L2)がコイル(L3)、(L4)に比し大きく選ばれていることから、等価回路は第2図(ロ)の如くなる。尚、(CV')は、コンデンサ(C5)(CP)可変容量ダイオード(DS1)(DS2)により形成される合成可変容量値を示している。尚、コンデンサ(C5)(CP)は大容量であるので、略この合成可変容量は可変ダイオード(DS1)(DS2)により、決定される。

つまり、高バンド受信時には、コイルと容量(Lm12//CV')により並列共振を行い、イメージトラップを形成し、トラップ周波数は受信チャンネルのイメージ周波数に同調させている。

この第2図(ロ)の回路を、説明する。

コイル(Lm11)(Lm2)の並列回路がアンテナ回路とのマッチングコイルとなる。

又、前述したコイル(Lm12)と容量(CV')が信号ラインに直列に挿入される。コイル(Lm12)と容量(CV')の並列共振周波数は次式で表わされる。

$$f_{on} = 1 / \{ 2\pi \sqrt{(Lm12 \times CV')} \}$$

$f_{on}$ の信号は、上記並列回路の並列共振周波数であるからインピーダンスは無限大となり $f_{on}$ の信号は伝送されない。

よって $f_{on}$ を高バンド受信時受信チャンネル(同調周波数)のイメージ周波帯に設計すると、高バンド受信時各チャンネルに於いてイメージ妨害比を改善する事が出来る。ちなみに高バンド受信時の同調周波数は次式となる。

$$f_n = 1 / \{ 2\pi \sqrt{(L4 + L3)CV)} \}$$

上記の様に、本実施例では、高バンド受信時に、スイッチングダイオード(D1)、(D2)、(D3)が導通し、コイル(Lm12)とダイオード(DS1)(DS2)の合成容量(DV')が並列共振を行いイメージトラップ

DV'、L4)のインピーダンスが0となるためアースに短絡されることとなり $f_{ol}$ を低バンド受信時の受信周波数(同調周波数)に対するイメージ周波帯に設計する事で、低バンド受信時の各チャンネルに於いて、イメージ妨害比を改善することが出来る。

低バンド時の同調周波数は、次式となる。

$$f_l = 1 / \{ 2\pi \sqrt{(L1 + L2 + L3)CV)} \}$$

上記の様に本実施例では、低バンド受信時に、ダイオード(D1)(D2)(D3)は、オフ状態となり、コイル(Lm2)と可変容量ダイオード(DS1)(DS2)との合成容量とで直列共振を行い、共振周波数を受信周波数に対してイメージ周波数帯に設定しているので、トラッキングイメージトラップをして作用する。

#### (ト) 発明の効果

本発明では、可変容量ダイオード(DS1)(DS2)を逆極性で直列接続しているため、不要信号の発生を減少させることが出来る。

#### 4. 図面の簡単な説明

ブを形成する。

この時ダイオード(DS1)と(DS2)が互いに逆極性で直列接続されているため、バラクタダイオード(可変容量ダイオード)による不要信号の発生を減少させている。

次に低バンド受信時には、第1図の端子(S)が開放状態となり端子(J)に正の直流電圧が印加されスイッチングダイオード(D1)、(D2)、(D3)がオフ状態となることから第2図(イ)のような等価回路となる。尚、第2図(イ)の(CV')は、第1図の主に可変容量ダイオード(DS1)(DS2)より形成される可変容量である。この場合、コイル(L4)と、コイル(Lm2)と容量(CV')からなる直列回路が直列共振トラップとして作用し、受信チャンネル周波数に対するイメージ周波数と直列共振周波数とを合わせている。

この第2図(イ)の回路を説明する。

直列共振周波数は次式で表わされる。

$$f_{ol} = 1 / \{ 2\pi \sqrt{(Lm2 + L4)CV')} \}$$

$f_{ol}$ の周波数数の信号は、上記直列回路(Lm2、

第1図は本発明の一実施例を示す図である。第2図はその動作を説明するための図である。

第3図は本発明の効果を説明するための回路図、第4図は本発明の効果を説明するための回路図、第5図は本発明の効果を説明するための特性図である。

第6図、第7図は従来例を説明するための図である。

第8図、第9図、第10図、第11図は他の従来例を説明するための図である。

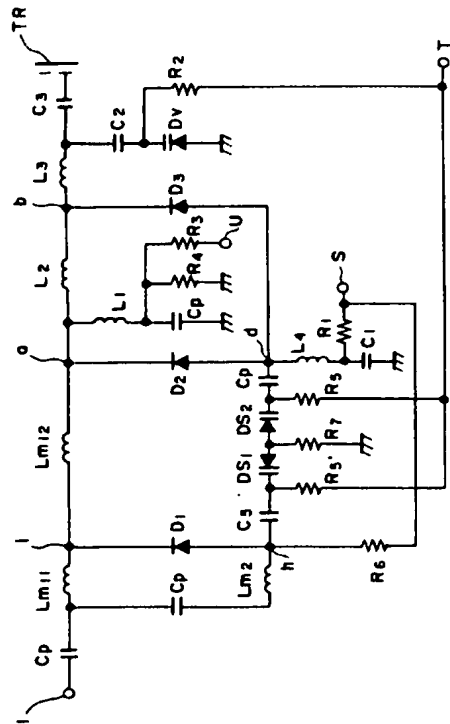
(DS1)(DS2)…可変容量ダイオード、

(T)…チューニング電圧供給端子(選局用同調電圧供給端子)。

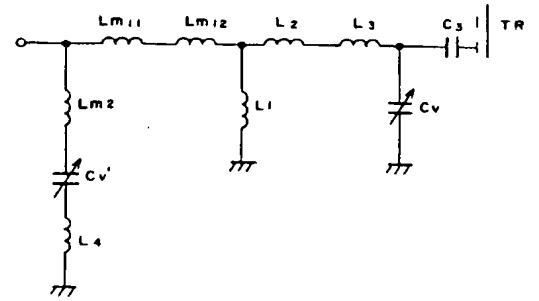
出願人 三洋電機株式会社

代理人 弁理士 西野卓嗣(外2名)

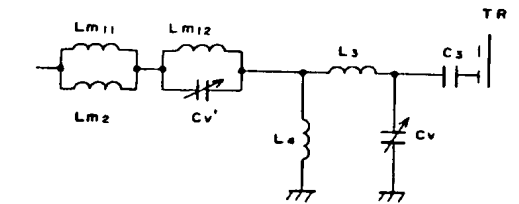
第1図



第2図

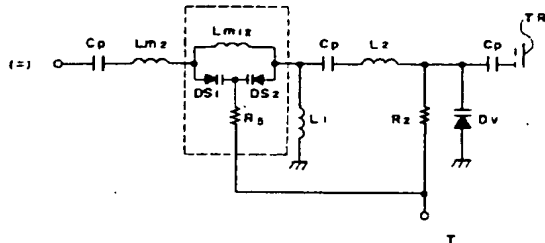
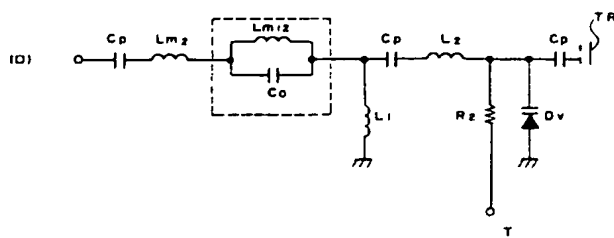
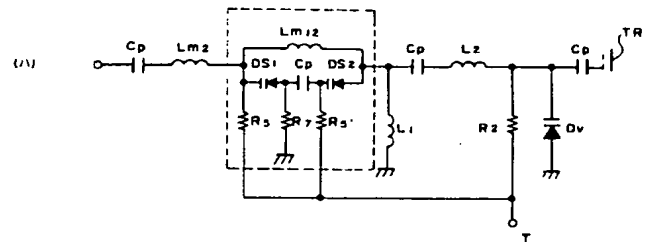
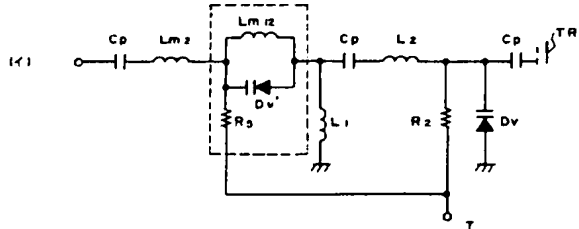


(イ) 低バンド受信時



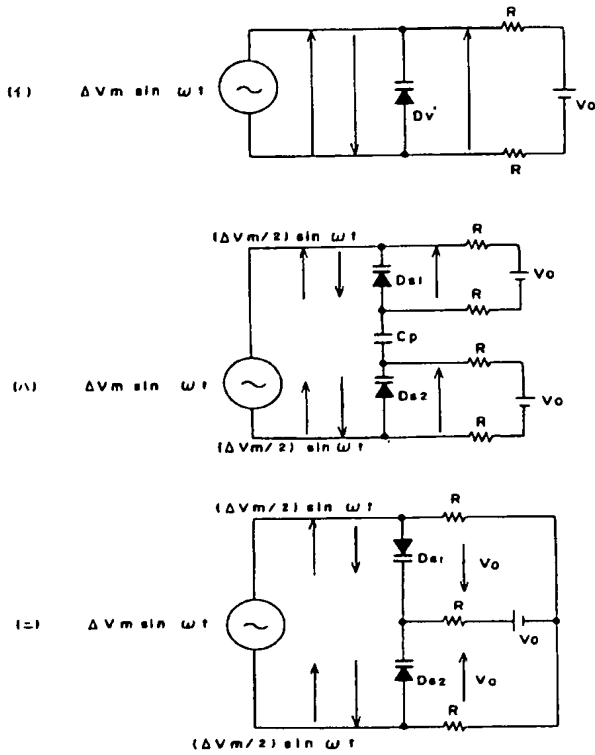
(ロ) 高バンド受信時

第3図

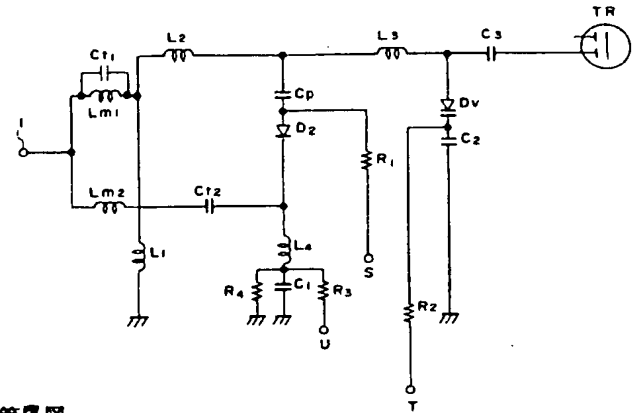




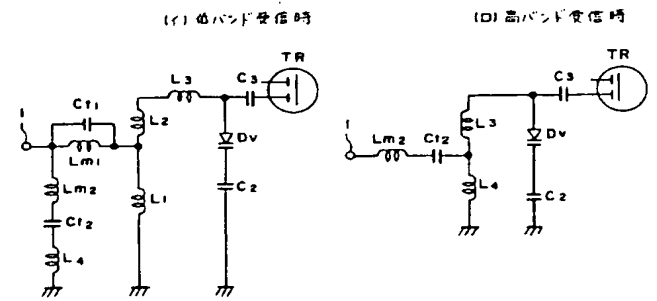
第4図



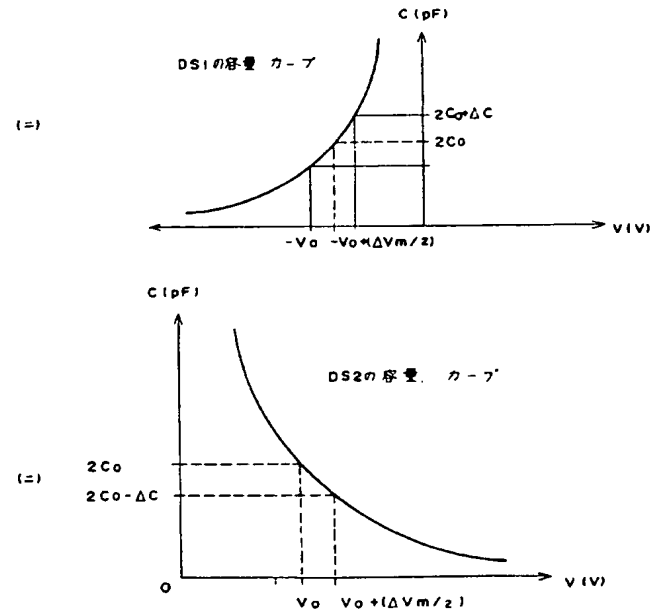
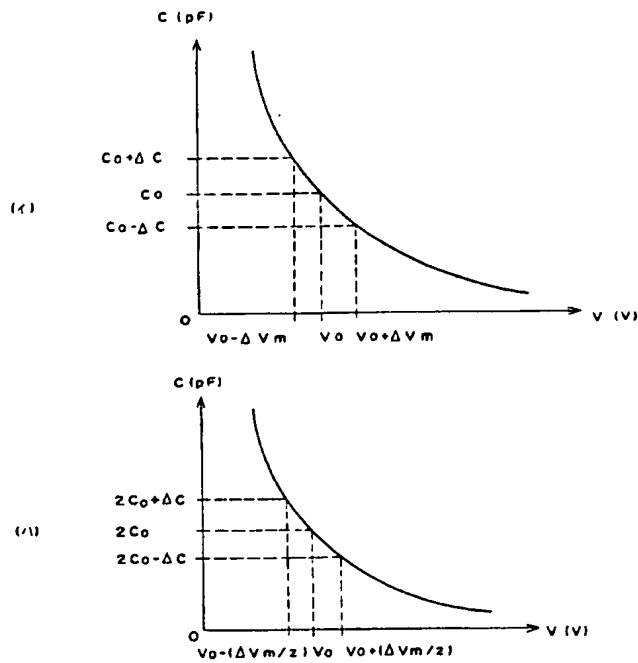
第6図



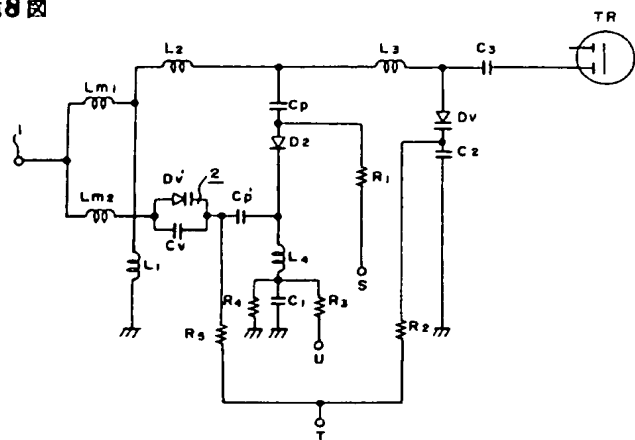
第7図



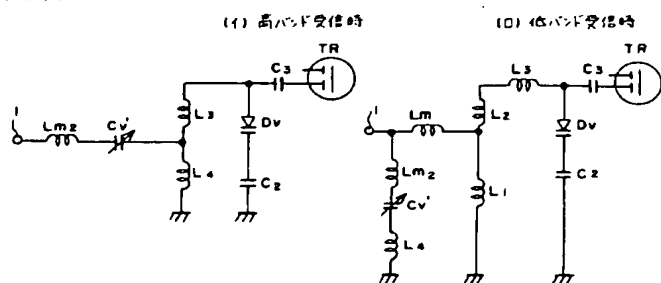
第5図



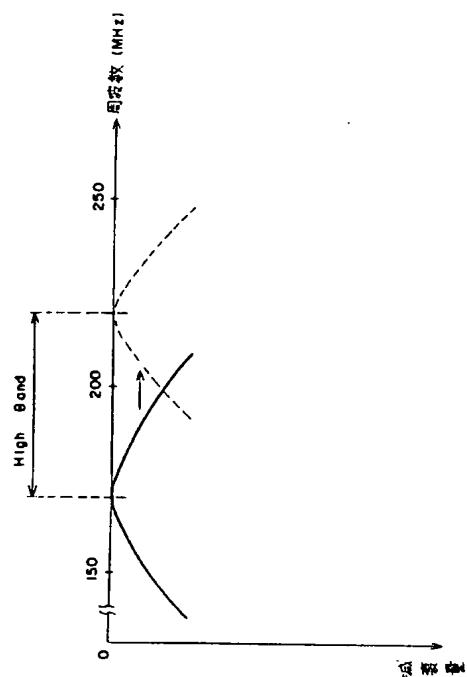
第8図



第9図



第10図



第11図

